




CONTROLLER FOR ELECTRIC ROTATING MACHINE**Publication number:** JP2001157487 (A)**Publication date:** 2001-06-08**Inventor(s):** MAEDA SHOICHI +**Applicant(s):** NISSAN MOTOR +**Classification:**

- international: **B60L11/02; B60L3/00; H02K16/02; H02K21/12; H02M7/48; H02M7/797; H02P27/06; H02P29/00; B60L11/02; B60L3/00; H02K16/00; H02K21/12; H02M7/48; H02M7/66; H02P27/04; H02P29/00; (IPC1-7): H02K16/02; H02K21/12; H02M7/48; H02P7/00**

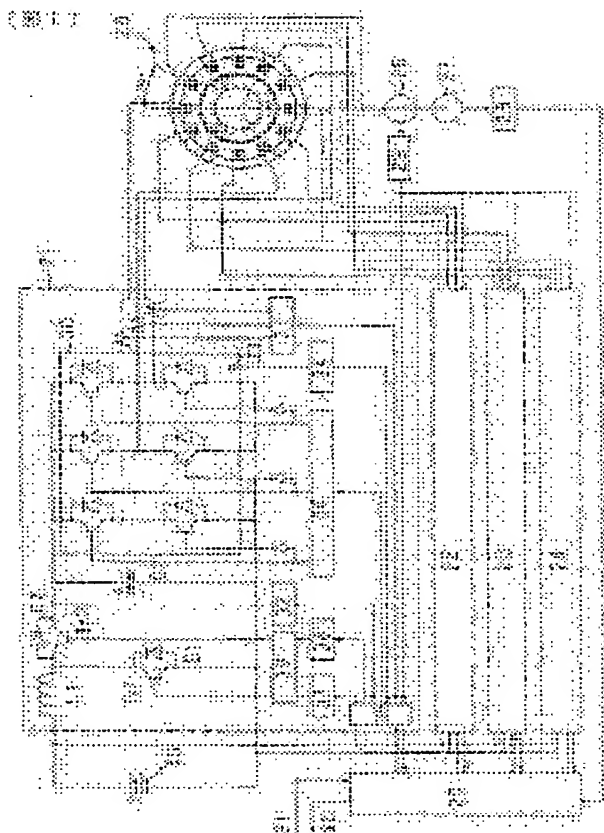
- European: **B60L11/02; B60L3/00F; B60L3/00F2**

Application number: JP19990335351 19991126**Priority number(s):** JP19990335351 19991126**Also published as:**

 **EP1103409 (A2)**
 **EP1103409 (A3)**
 **US6384567 (B1)**

Abstract of JP 2001157487 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a controller for electric rotating machine in which the efficiency can be enhanced at the time of low load while suppressing troubles, e.g. lowering of torque, at the time of failure. **SOLUTION:** The controller for electric rotating machine comprises a plurality of drive circuits 21 each comprising a PWM control inverter 30, a booster circuit (Tr1, C1 and 37) for supplying the inverter with a power supply voltage while boosting by switching the current flowing through a reactor L1, and a circuit (Tr2 and 38) for recovering power back to a power supply. Winding of a polyphase electric rotating machine 20 is divided into a plurality of three- phase groups each connected with the drive circuit. At the time of low load, only a predetermined number of drive circuits are operated depending on the quantity of load such that the entire quantity of load is born by the operating drive circuits. When the inverter is abnormal, operation of that drive circuit is stopped and the entire quantity of load is born by the remaining drive circuits operating normally.

Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-157487

(P2001-157487A)

(43) 公開日 平成13年6月8日 (2001.6.8)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 2 P 7/00

H 0 2 P 7/00

N 5 H 0 0 7

H 0 2 K 16/02

H 0 2 K 16/02

5 H 5 7 0

21/12

21/12

M 5 H 5 7 6

H 0 2 M 7/48

H 0 2 M 7/48

M 5 H 6 2 1

7/797

7/797

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 11 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号

特願平11-335351

(22) 出願日

平成11年11月26日 (1999.11.26)

(71) 出願人 000003997

日産自動車株式会社

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地

(72) 発明者 前田 昭一

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産

自動車株式会社内

(74) 代理人 100075753

弁理士 和泉 良彦 (外1名)

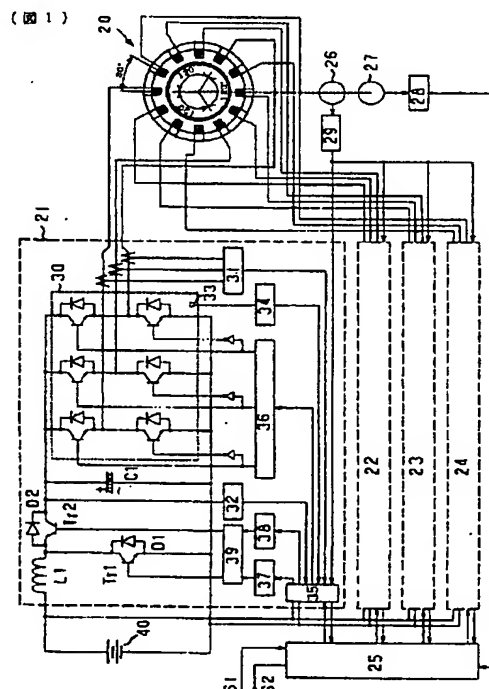
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 回転電機の制御装置

(57) 【要約】

【課題】 低負荷時の効率を向上させ、かつ故障時のトルク低下等の不具合を抑制できる回転電機の制御装置を提供する。

【解決手段】 PWM制御によるインバータ30と、リアクトルL1に流れる電流を開閉することで電源電圧を昇圧してインバータへ与える昇圧回路 (Tr1、C1と37) と、電源へ電力を回生する回生回路 (Tr2と38) と、を備えた駆動回路21を複数個備え、多相回転電機20の巻線を3相毎に複数のグループに分け、それぞれのグループ毎に上記駆動回路を接続し、低負荷時には複数の駆動回路のうち、負荷量に応じた所定数の駆動回路のみを動作させ、全体の負荷量を動作している駆動回路で分担させるように制御し、かつインバータの異常時にはその駆動回路の動作を停止させ、全体の負荷量を残りの正常な駆動回路で分担させるように制御する回転電機の制御装置。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 PWM制御によるインバータと、リアクトルに流れる電流をオンオフすることによって電源電圧を昇圧して前記インバータへ与える昇圧回路と、負荷からの逆駆動時に回転電機から電源へ電力を回生する回生回路と、を備えた駆動回路を複数個備え、多相回転電機の巻線を3相毎に複数のグループに分け、それぞれのグループ毎に上記駆動回路を接続し、低負荷時には上記複数の駆動回路のうち、負荷量に応じた所定数の駆動回路のみを動作させ、全体の負荷量を前記動作している駆動回路で分担させるように制御する制御手段を備えたことを特徴とする回転電機の制御装置。

【請求項2】 前記制御手段は、前記インバータの異常を検出する手段を備え、インバータに異常が生じた駆動回路の動作を停止させ、全体の負荷量を残りの正常な駆動回路で分担させるように制御するものである、ことを特徴とする請求項1に記載の回転電機の制御装置。

【請求項3】 前記インバータの異常を検出する手段は、インバータの温度、電圧、電流のうちの少なくとも一つに応じて異常を検出するものである、ことを特徴とする請求項2に記載の回転電機の制御装置。

【請求項4】 前記制御手段は、インバータへの印加電圧が目標トルクに対応した電圧になるように前記昇圧回路を制御して昇圧動作を行わせるものである、ことを特徴とする請求項1に記載の回転電機の制御装置。

【請求項5】 前記昇圧回路の制御信号と前記回生回路の制御信号とが同時に出力されないように制限するゲート回路を備えたことを特徴とする請求項1に記載の回転電機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は多相回転電機の制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 多相回転電機としては、例えば、特開平11-275826号公報に記載されたものがある。この回転電機は、中空円筒状のステータの内側と外側に所定のギャップをおいて中空円筒状の外側ロータと内側ロータとが配置された構造（後記図5で詳細説明）になっている。そして外側ロータ軸と内側ロータ軸は同一軸上に並ぶように配置され、外側ロータと内側ロータは同軸上でそれぞれ独立に回転出来るようになっている（詳細後述）。このような多相回転電機の駆動装置としては、回転電機の相数と同じ相数のインバータを設け、そのインバータの各ゲート（インバータを構成するトランジスタのベース）を例えばPWM信号でオン、オフ制御することによって回転電機の各相の巻線に電流を供給する回路を用いることが出来る。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 上記のごとき従来の駆

動装置においては、回転電機の各相に均等に電力を供給するようになっていた。そのため、低負荷の場合には、インバータをオン、オフ制御するPWM信号のデューティが小さく（パルス幅が狭く）なるので、回転電機への印加電圧に高調波成分が多く含まれることになり、回転電機の鉄損が大きくなって効率が低下するという問題があった。また、インバータの一部に故障が生じた場合には、発生トルクが低下したり、場合によっては回転電機が停止することもある、という問題があった。

【0004】 本発明は上記ごとき従来技術の問題を解決するためになされたものであり、低負荷時の効率を向上させ、かつ故障時のトルク低下等の不具合を抑制することの出来る回転電機の制御装置を提供することを目的とする。

【0005】

【課題を解決するための手段】 上記の目的を達成するため、本発明においては特許請求の範囲に記載するように構成している。すなわち、請求項1に記載の発明においては、PWM制御によるインバータと、リアクトルに流れる電流をオンオフすることによって電源電圧を昇圧して前記インバータへ与える昇圧回路と、負荷からの逆駆動時に回転電機から電源へ電力を回生する回生回路と、を備えた駆動回路を複数個備え、多相回転電機の巻線を3相毎に複数のグループに分け、それぞれのグループ毎に上記駆動回路を接続し、かつ、低負荷時には上記複数の駆動回路のうち、負荷量に応じた所定数の駆動回路のみを動作させ、全体の負荷量を前記動作している駆動回路で分担させるように制御する制御手段を備えるように構成している。上記のように構成したことにより、駆動回路のインバータ駆動用PWM信号の低負荷時におけるデューティを大きくすることが出来るので、モータの鉄損が減少して低負荷時における効率を向上させることが出来る。また、低負荷時には動作しないインバータが多くなるので、インバータのスイッチング損が減少し、それによっても効率を向上させることが出来る。

【0006】 また、請求項2に記載の発明においては、インバータの異常を検出する手段を備え、インバータに異常が生じた駆動回路の動作を停止させ、全体の負荷量を残りの正常な駆動回路で分担させるように構成している。このように構成したことにより、異常時におけるトルクの低下やモータ停止等の不具合を抑制することが出来る。

【0007】 また、請求項3に記載の発明は、インバータの異常を検出する手段の例を示すものである。

【0008】 また、請求項4に記載の発明においては、インバータへの印加電圧が目標トルクに対応した電圧になるように昇圧回路を制御するように構成している。このように構成したことにより、汎用のPWM制御インバータを用いながらPAM制御と同様の精密な電圧制御を行うことが出来る。

【0009】また、請求項5に記載の発明においては、昇圧回路の制御信号と回生回路の制御信号とが同時に出力されないように制限するゲート回路を備えたものである。このように構成したことにより、回生動作と昇圧動作が同時行われることがないように確実に防止することが出来る。

【0010】

【発明の効果】本発明においては、負荷の大きさに応じて動作させる駆動回路の数を変化させ、低負荷時には少ない数の駆動回路を動作させることにより、動作している駆動回路の負荷分担量が大きくなるので、駆動回路のインバータ駆動用PWM信号の低負荷時におけるデューティを大きくすることが出来る。そのため、モータの鉄損が減少して低負荷時における効率を向上させることが出来る。また、低負荷時には動作しないインバータが多くなるので、インバータのスイッチング損が減少し、それによっても効率を向上させることが出来る。

【0011】また、インバータに異常が発生した場合には、異常なインバータを停止させ、正常なインバータで全体の負荷量を分担させるように制御することにより、異常時におけるトルク低下やモータ停止等の不具合を抑制することが出来る。

【0012】また、リアクトルの電流をオンオフすることによって昇圧する簡単な昇圧回路を用いることにより、回転電機の駆動電圧を可変に出来るので、汎用のPWM制御インバータを用いながらPAM制御と同様の精密な電圧制御を行うことが出来る。

【0013】また、昇圧回路と回生回路の制御信号が同時に出力されないように制限するゲート回路を備えたことにより、回生動作と昇圧動作が同時行われることがないように確実に防止することが出来る。

【0014】

【発明の実施の形態】まず、本発明を適用する回転電機の例として、本出願人が以前に出願した特開平11-275826号公報記載の回転電機の構造、およびその駆動回路について説明する。なお、本発明は上記の回転電機に限らず、多相電動機や発電機であれば適用出来る。

【0015】図5は、上記公報記載の回転電機の構造を示す図であり、(a)は回転電機全体の概略断面図、

(b)はロータとステータ部分の断面図〔(a)のA-A'断面図、ただし軸や外枠部分は除き、ロータとステータのみを示す〕である。なお、図5は外側ロータの磁極数が4、内側ロータの磁極数が2で、その比である磁極数比が2:1の場合を示している。

【0016】図5において、中空円筒状のステータ2の外側と内側に所定のギャップにおいて中空円筒状の外側ロータ3と内側ロータ4が配置され、3層構造になっている。また、内側ロータ軸9と外側ロータ軸10とは同一の軸上に並ぶように設けられ、内側ロータ4と外側ロータ3は同軸上でそれぞれ独立に回転出来るようになっ

ている。なお、軸受等は図示を省略している。

【0017】内側ロータ4は半周をS極、もう半周をN極とした一対の永久磁石で形成され、これに対して、外側ロータ3は内側ロータ4の一極当たり2倍の極数を持つように永久磁石が配置される。つまり、外側ロータ3のS極、N極は各2個であり、90度毎にS極とN極が入れ替わるように構成されている。

【0018】このように各ロータ3、4の磁極を配置すると、内側ロータ4の磁石は外側ロータ3の磁石により回転力を与えられることがなく、この逆に外側ロータ3の磁石が内側ロータ4の磁石により回転力を与えられることもない。

【0019】たとえば、内側ロータ4の磁石が外側ロータ3に及ぼす影響を考えてみる。簡単のため内側ロータ4は固定して考える。まず、内側ロータ4のS極とこれに対峙する外側ロータ3の上側磁石SNとの関係において、図示の状態では仮に内側ロータ4のS極が出す磁力を受けて、外側ロータの上側磁石SNが時計方向に回転しようとしたとすると、内側ロータ4のN極とこれに対峙する外側ロータ3の下側磁石SNとの関係においては、内側ロータ4のN極により外側ロータ3の下側磁石SNが反時計方向に回転しようとする。つまり、内側ロータ4のS極が外側ロータ3の上側磁石に及ぼす磁力と内側ロータ4のN極が外側ロータ3の下側磁石に及ぼす磁力とがちょうど相殺することになり、外側ロータ3は内側ロータ4と関係なく、ステータ2との関係だけで制御可能となるわけである。このことは、後述するようにステータコイルに発生する回転磁場とロータとの間でも同じである。

【0020】ステータ2のコイルは、外側ロータ3の1磁極当たり3個のコイル6で構成され、合計12個(=3×4)のコイル6が同一の円周上に等分に配置されている。丸で囲んだ数字はそれぞれコイルの巻線を示し、例えば1と1とが1つのコイルを形成し、それぞれ電流の方向が逆なことを示している。すなわち、1は紙面方向へ電流の流れる巻線であり、1はその逆方向に電流の流れる巻線である。この場合の巻線方法は集中巻である。

【0021】また、7はコイルが巻回されるコアで、コイル6と同数のコア7が円周上に等分に所定の間隔(ギャップ)8をおいて配列されている。

【0022】なお、後述するように、12個のコイルは番号で区別しており、この場合に6番目のコイルという意味でコイル6が出てくる。上記のコイル6という表現と紛らわしいが、意味するところは異なっている。

【0023】これら12個のコイルには次のような複合電流I₁～I₁₂を流す。まず内側ロータ4に対する回転磁場を発生させる電流(三相交流)を流すため、[1, 2] = [7, 8]、[3, 4] = [9, 10]、[5, 6] = [11, 12]の3組のコイルに120度ずつ位

相のずれた電流 I_d 、 I_f 、 I_e を設定する。ここで、番号の下に付けたアンダーラインは反対方向に電流を流すことを意味させている。たとえば、1組のコイル

$[1, 2] = [\underline{7}, \underline{8}]$ に電流 I_d を流すとは、コイル1からコイル7に向けて I_d の半分の電流を、かつコイル2からコイル8に向けて I_d のもう半分の電流を流すことに相当する。1と2、7と8が円周上でそれぞれ近い位置にあるので、この電流供給により、内側ロータ4の磁極と同数（2極）の回転磁場を生じさせることが可能となる。

【0024】次に、外側ロータ3に対する回転磁場を発生させる電流（三相交流）を流すため、 $[1] = [4]$ $= [7] = [\underline{10}]$ 、 $[2] = [5] = [8] = [11]$ 、 $[3] = [6] = [9] = [\underline{12}]$ の3組のコイルに120度ずつ位相がずれた電流 I_a 、 I_c 、 I_b を設定する。たとえば、1組のコイル $[1] = [4] =$

$[7] = [\underline{10}]$ に電流 I_a を流すとは、コイル1からコイル4に I_a の電流をかつコイル7からコイル10に向けても I_a の電流を流すことに相当する。コイル1と7、コイル4と10がそれぞれ円周上の180度ずつ離れた位置にあるため、この電流供給により、外側ロータ3の磁極と同数（4極）の回転磁場を生じさせることができる。

【0025】この結果、12個のコイルには次の各複合電流 $I_1 \sim I_{12}$ を流せばよいことになる。

$$I_1 = (1/2) I_d + I_a$$

$$I_2 = (1/2) I_d + \underline{I_c}$$

$$I_3 = (1/2) \underline{I_f} + I_b$$

$$I_4 = (1/2) \underline{I_f} + \underline{I_a}$$

$$I_5 = (1/2) I_e + I_c$$

$$I_6 = (1/2) I_e + \underline{I_b}$$

$$I_7 = (1/2) \underline{I_d} + I_a$$

$$I_8 = (1/2) \underline{I_d} + \underline{I_c}$$

$$I_9 = (1/2) \underline{I_f} + I_b$$

$$I_{10} = (1/2) \underline{I_f} + \underline{I_a}$$

$$I_{11} = (1/2) \underline{I_e} + \underline{I_c}$$

$$I_{12} = (1/2) \underline{I_e} + I_b$$

ただし、電流記号の下につけたアンダーラインは逆向きの電流であることを表している。

【0026】さらに図6を参照して複合電流の設定を説明すると、図6は、図5との比較のため、ステータ2の内周側と外周側に各ロータに対して別々の回転磁場を発生させる専用のコイルを配置したものである。つまり、内周側コイルd、f、eの配列が内側ロータに対する回転磁場を、また外周側コイルa、c、bの配列が外側ロータに対する回転磁場を発生する。この場合に、2つの専用コイルを共通化して、図5に示した共通のコイルに再構成するには、内周側コイルのうち、コイルdに流す電流の半分ずつをコイルdの近くにあるコイルaとcに負担させ、同様に、コイルfに流す電流の半分ずつ

をコイルfの近くにあるコイルbとaに、またコイルeに流す電流の半分ずつをコイルeの近くにあるコイルcとbに負担させればよいわけである。上記複合電流 $I_1 \sim I_{12}$ の式はこのような考え方を数式に表したものである。なお、電流設定の方法はこれに限られるものでなく、前記特開平11-275826号公報に記載のように、他の電流設定方法でもかまわない。

【0027】このように電流設定を行うと、共通のコイルでありながら、内側ロータ4に対する回転磁場と外側ロータ3に対する回転磁場の2つの磁場が同時に発生するが、内側ロータ4の磁石は外側ロータ3に対する回転磁場により回転力を与えられることがなく、また外側ロータ3の磁石が内側ロータ4に対する回転磁場により回転力を与えられることもない。この点は前記特開平11-275826号公報に記載のように、理論解析で証明されている。

【0028】上記 I_d 、 I_f 、 I_e の電流設定は内側ロータ4の回転に同期して、また上記 I_a 、 I_c 、 I_b の電流設定は外側ロータ3の回転に同期してそれぞれ行う。トルクの方に対して位相の進み遅れを設定するが、これは同期モータに対する場合と同じである。

【0029】図7は上記回転電機を制御するための回路のブロック図である。上記複合電流 $I_1 \sim I_{12}$ をステータコイルに供給するため、バッテリーなどの電源11からの直流電流を交流電流に変換するインバータ12を備える。瞬時電流の全ての和は0になるためこのインバータ12は、図8に詳細を示したように、通常の3相ブリッジ型インバータを12相にしたものと同じで、24（＝12×2）個のトランジスタ $T_{r1} \sim T_{r24}$ とこのトランジスタと同数のダイオードから構成される。インバータ12の各ゲート（トランジスタのベース）に与えるON、OFF信号はPWM信号である。

【0030】各ロータ3、4を同期回転させるため、各ロータ3、4の位相を検出する回転角センサ13、14が設けられ、これらセンサ13、14からの信号が入力される制御回路15では、外側ロータ3、内側ロータ4に対する必要トルク（正負あり）のデータ（必要トルク指令）に基づいてPWM信号を発生させる。

【0031】このように、前記特開平11-275826号公報に記載の回転電機においては、2つのロータ3、4と1つのステータ2を三層構造かつ同一の軸上に構成すると共に、ステータ2に共通のコイル6を形成し、この共通のコイル6にロータの数と同数の回転磁場が発生するように複合電流を流すようにしたこと、ロータの一方をモータとして、残りをジェネレータとして運転する場合に、モータ駆動電力と発電電力の差の電流を共通のコイルに流すだけでよいので、効率を大幅に向上させることができる。

【0032】また、2つのロータに対してインバータが1つでよくなり、さらにロータの一方をモータとして、

7
残りをジェネレータとして運転する場合には、上記のように、モータ駆動電力と発電電力の差の分の電流を共通のコイルに流すだけでよくなることから、インバータの電力スイッチングトランジスタのキャパシタンスを減らすことができ、これによってスイッチング効率が向上し、より全体効率が向上する。

【0033】次に、図1は本発明の制御装置の一実施の形態を示す回路図であり、前記図5～図8に示したとき回転電機の駆動回路に適用した場合を示す。なお、本発明は他の形式の多相モータにも適用することが出来る。図1に示した回路は、12相のモータ20（前記図5のごとき構成を有するモータ）を3相ずつ4つのグループに分け、それぞれを同一構成の4個の駆動回路21～24（詳細後述）で3相ずつ駆動するように接続している。図示のように12相の場合には、30°間隔で設けられている12個の各巻線（ステータ巻線）を3つ飛び（120°毎）に一つの駆動回路に接続し、全体で4個の駆動回路に接続している。このように多相モータの各巻線を3相ずつに分けてそれぞれ別個の駆動回路で駆動する。

【0034】図1において、40は直流電源（例えば自動車のバッテリー）、25は駆動力分配処理回路、26はモータの回転位置を検出するモータ位置センサ、27はモータの回転速度を検出する速度センサであり、この両センサはモータ20の回転軸に結合されている。速度センサ27の信号は速度アンプ28を介して駆動力分配処理回路25へ送られ、モータ位置センサ26の信号は位置アンプ29を介して駆動制御回路35へ送られる。

【0035】また、破線で囲んだ駆動回路21内において、30はインバータであり、各相毎に2個のトランジスタと2個のダイオードからなり、PWM制御回路36から与えられる相互に逆位相のPWM信号に応じて、直列に接続された2個のトランジスタが逆位相でオンオフすることにより、モータ20に3相電力を供給する。

【0036】また、31は各相の電流信号を増幅する電流アンプ、32は電圧値を増幅する電圧アンプであり、それぞれ駆動制御回路35へ送られる。また33は温度センサであり、その信号は温度アンプ34を介して駆動制御回路35へ送られる。

【0037】駆動制御回路35は、上記のモータ位置、温度、電圧値、電流値および駆動力分配処理回路25からの信号を入力し、それらに基づいてPWM制御回路36および昇圧制御回路37、回生制御回路38を制御する。また、ゲート回路39は昇圧制御回路37と回生制御回路38の信号が同時に出力されないように切り替えるゲートである。また、上記温度および電流値の信号は駆動制御回路35を介して駆動力分配処理回路25へも送られ、インバータの異常判断と駆動力分配の制御に用いられる（詳細後述）。

【0038】また、L1はリアクトル、Tr1はトラン

ジスタ、D1はダイオード、C1はコンデンサであり、これらは昇圧回路を構成している。すなわち、昇圧制御回路37からの信号によってトランジスタTr1をオンオフすると、オフ時点でリアクトルL1に直流電源40よりも高い電圧が発生する。これがコンデンサC1に蓄えられ、昇圧制御回路37からの信号に応じて昇圧された電圧を得ることが出来る。そしてトランジスタTr1のオンオフの周期を短くすれば、より高い電圧が得られる。このようにインバータ30に印加する電圧を可変にすることにより、モータ20の駆動電圧を可変に出来る。そのため汎用のPWM制御インバータを用いながらPAM制御と同様の精密な電圧制御を行うことが出来る。

【0039】また、モータ20の駆動時には直流電源40からの電力がダイオードD2を通してインバータ30に供給されるが、モータ20が負荷から逆に駆動される状態時（例えば自動車の減速時）には、回生制御回路38の信号によってトランジスタTr2をオンにすることにより、モータ20が発電した電力をトランジスタTr2を介して直流電源40へ回生することが出来る。なお、図1の回路では、回生電流がリアクトルL1を通過して直流電源40へ流れるので、電源へのノイズを減少させることが出来る。

【0040】駆動力分配処理回路25は、外部から与えられるトルク指令値信号S1（例えば自動車のアクセル操作量に対応した信号）に応じたトルク指令値を各駆動回路の駆動制御回路35へ送って各駆動回路を制御するが、後述する低負荷時および異常時には所定数の駆動回路の動作を停止させる。

【0041】以下、制御フローに基づいて駆動力分配制御を説明する。図2は駆動力分配制御のフローチャートである。なお、このフローチャートは、図1に示したように12相のモータを4個の駆動回路で駆動する場合を想定している。図2において、まずステップS10では、トルク指令値信号S1で指示されたトルク指令値Tqおよびインバータの異常数Nを読み込む。このインバータの異常数とはインバータ30の異常が発生した駆動回路の数（異常はインバータの温度および目標電流と実電流との差で判断）を意味する。

【0042】ステップS11では、異常数Nが2より大か否かを判定する。Nが2より大の場合、すなわち3個または4個の駆動回路が異常な場合には、ステップS15へ行き、全ての駆動回路（インバータ）を停止させ、駆動回路にトルク制御値=0を指示する。そして駆動力分配処理回路25からインバータの異常を示す異常信号S2を外部へ出力する。

【0043】異常数Nが2以下の場合には、ステップS12へ行き、トルク指令値Tqの絶対値（以下省略して単にトルク指令値Tqと記す）が所定値T1より小か否かを判定する。そして小の場合にはステップS16へ行

き、正常な駆動回路2個を作動させる。そしてトルク指令値 T_q の $1/2$ をトルク制御値として指示する。この場合には、動作する2個の駆動回路がそれぞれ $T_q/2$ のトルクを負担することになる。

【0044】さらに、ステップS13では、トルク指令値 T_q が所定値 T_2 （ただし $T_1 < T_2$ ）より小か否かを判定する。 $T_q < T_2$ の場合には、ステップS14へ行き、異常数 N が1より大か否かを判定する。そして $N > 1$ （すなわちこの場合は $N = 2$ ）の場合は、ステップS16へ行って前記と同様の制御を行う。

【0045】ステップS14で“NO”の場合（すなわちこの場合は $N = 1$ または0）は、ステップS17へ行き、正常な駆動回路3個を作動させる。そしてトルク制御値をトルク指令値 T_q の $1/3$ とする。この場合には、動作する駆動回路が $T_q/3$ ずつ、トルクを負担することになる。

【0046】また、前記ステップS18で“NO”の場合（すなわち、トルク指令値 T_q が T_2 以上の場合）は、ステップS18へ行き、正常な駆動回路を全て作動させ、かつトルク制御値をトルク指令値 T_q の $1/(4-N)$ とする。この場合には、異常な駆動回路が2の場合は正常な2個の駆動回路が $T_q/2$ ずつ、異常な駆動回路が1の場合は正常な3個の駆動回路が $T_q/3$ ずつ、異常な駆動回路が0の場合は正常な駆動回路4個が $T_q/4$ ずつ、トルクを負担することになる。この構成では、駆動回路が全て正常な場合でも、 $T_q < T_1$ の低負荷時にはインバータを2個のみ作動させて $T_q/2$ ずつ分担させ、 $T_1 < T_q < T_2$ の場合にはインバータを3個作動させて $T_q/3$ ずつ分担させ、 $T_2 < T_q$ の場合には全てのインバータを作動させて $T_q/4$ ずつ分担させることになる。上記のように、トルク指令値の大きさに応じて動作させる駆動回路の数を変化させ、低負荷時には少ない数の駆動回路を動作させることにより、動作している駆動回路の負荷分担量が大きくなるので、駆動回路のインバータ駆動用PWM信号の低負荷時におけるデューティを大きくすることが出来る。そのため、モータの鉄損が減少して低負荷時における効率を向上させることが出来る。また、低負荷時には動作しないインバータが多くなるので、インバータのスイッチング損が減少し、それによっても効率を向上させることが出来る。

【0047】また、図2に示したように、インバータに異常を生じた駆動回路の数に応じて正常な駆動回路で負担するトルク制御値を変えることにより、インバータに異常が生じた場合でもトルクの低下を抑制することが出来る。

【0048】次に、図3は駆動制御のフローチャートである。図3において、まず、ステップS20では、前記各センサの信号に基づいて、インバータの温度、インバータの印加電圧、各相の相電流、モータ位置、目標トルク（前記トルク制御値に相当）を読み込む。

【0049】次にステップS21では、インバータの温度が異常か否かを判断し、異常の場合には、ステップS29へ行き、異常の生じた駆動回路の駆動制御（昇圧、回生、PWM）を停止し、かつ、インバータ異常信号を駆動力分配処理回路25へ送り、前記図2で説明した駆動力分配制御を行う。

【0050】ステップS21で異常がなかった場合にはステップS22へ行き、前記トルク制御値で与えられる目標トルク t_m から目標電流 I_m を算出する。

$$I_m = |t_m| \times k_1$$

ただし、 k_1 ：係数

次に、ステップS23では、目標電流 I_m と実測した電流値 I （電流アンプ31の信号で検出）との差を判断する。

$$I_m \times k_2 < I < I_m \times (1 + k_2)$$

すなわち、実電流値 I と目標電流 I_m との差が所定の係数 k_2 の範囲よりも外れている場合には、異常と判断し、前記と同様にステップS29へ行く。なお、インバータが故障した場合には実電流値 I は殆ど0になるが、実電流値 I が目標電流 I_m よりも極端に大きくなる故障はあまり予想されないので、上記の式のように低圧側と高圧側とで係数 k_2 の使い方を変えているが、単純に下記の式のようにしてもよい。

$$I_m - k_2 < I < I_m + k_2$$

なお、このフローチャートでは、温度と電流からインバータの異常を判断するように構成しているが、異常判断に電圧値を追加することも出来る。

【0052】ステップS23で範囲内（正常）の場合には、ステップS24へ行き、目標トルクが負（負荷から駆動されている状態）か否かを判断する。ステップS24で“YES”の場合にはステップS26へ行き、回生制御（回生制御回路38）を行う。“NO”の場合にはステップS25へ行き、目標トルクに対応した電圧になるように昇圧制御（昇圧制御37）を行う。なお、図1のゲート回路39は、回生制御回路38の信号と昇圧制御回路37の信号とが同時に出力された場合にゲートを閉じて上記信号が伝達されないように動作する。

【0053】その後、ステップS27でベクトル制御を行い、S28では電流制御を行う。このベクトル制御は一般的なベクトル制御であり、電流制御も一般的な目標電流へのフィードバック制御である。

【0054】上記のように、インバータの異常を検出して前記図2の駆動力分配制御へ移行することができる。また、目標トルクの正負に応じて昇圧制御と回生制御とを切り替えて行うことが出来ると共に、間違えて昇圧制御信号と回生制御信号が同時に出力された場合にはゲートを閉じて異常制御を回避することが出来る。

【0055】次に、図4は、9相のモータに本発明を適用した場合を示すブロック図である。図4において、3個の駆動回路21、22、23の内容は前記図1の駆動

回路21と同じである。図2に示した回路は、9相のモータ20（前記図5のごとき構成を有するモータ）を3相ずつ3つのグループに分け、それぞれを同一構成の駆動回路21、22、23で3相ずつ駆動するように接続している。図示のように9相の場合には、3個の駆動回路のそれぞれに、9個の各巻線を2つ飛び（120°毎）に接続している。

【0056】この実施の形態の場合には、駆動回路が3個であるから、図2のフローチャートにおいて駆動回路（インバータ）数を1個少なくしたものとして制御すればよい。駆動回路数が5個以上の場合にも同様に変更すればよい。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の制御装置の一実施の形態を示す回路図。

【図2】駆動力分配制御のフローチャート。

【図3】駆動制御のフローチャート。

【図4】本発明の制御装置の他の実施の形態を示す回路図。

【図5】本発明を適用する回転電機の一例の構造を示す図であり、（a）は回転電機全体の概略断面図、（b）はロータとステータ部分の断面図。

【図6】駆動システムの一例のブロック図。

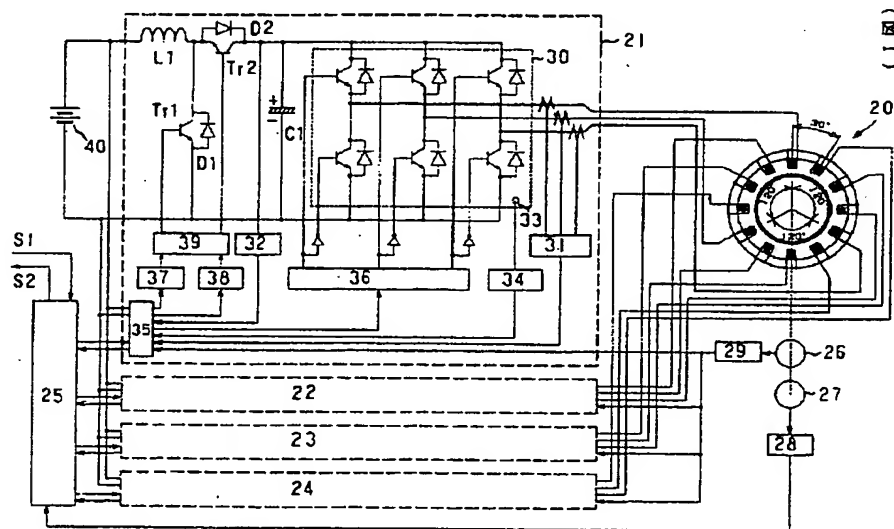
【図7】回転電機を制御するための回路のブロック図。

【図8】インバータの一例の回路図。

【符号の説明】

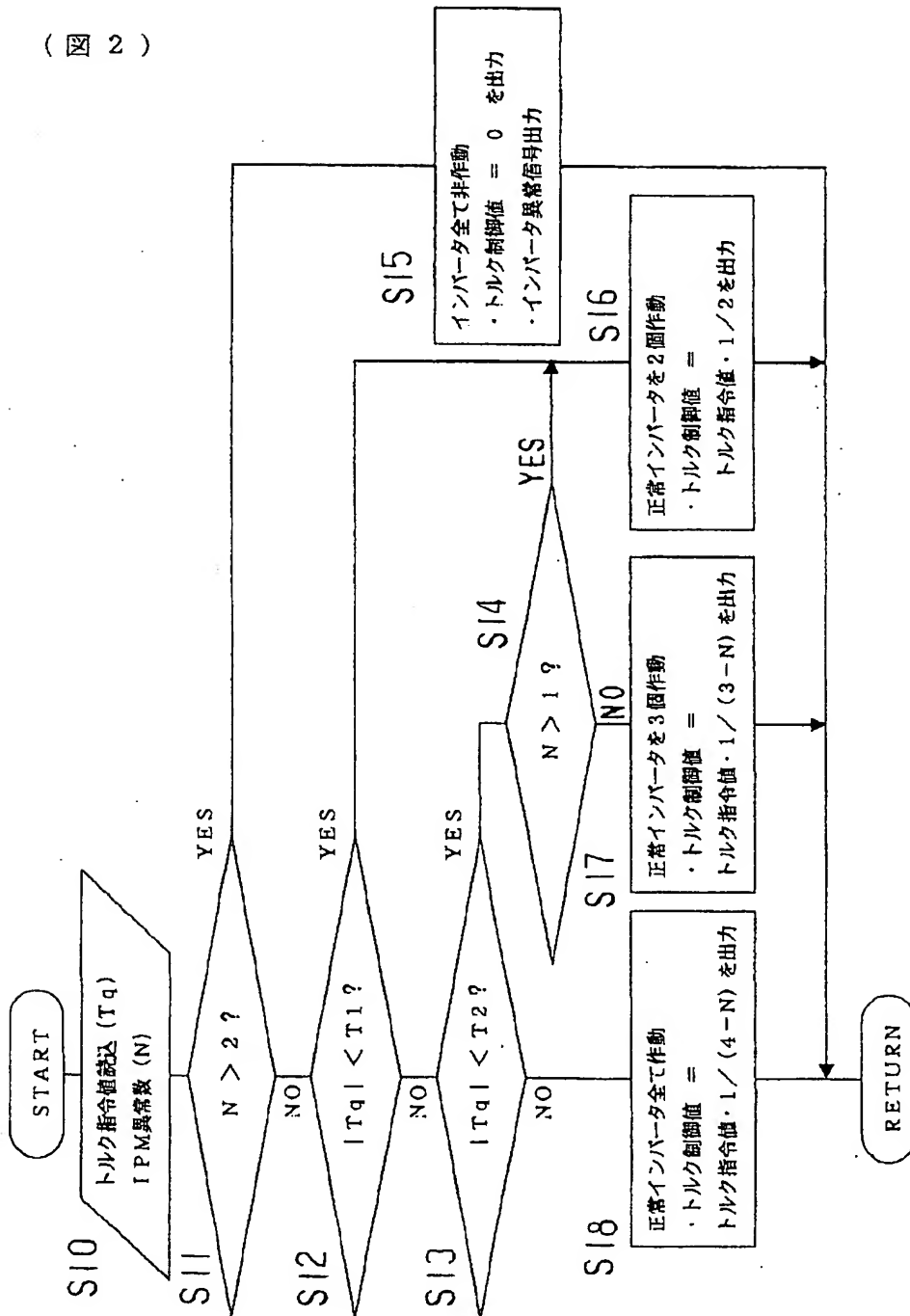
20…モータ	21～24…駆動回路
25…駆動力分配処理回路	26…モータ位置センサ
27…速度センサ	28…速度アンプ
29…位置アンプ	30…インバータ
31…電流アンプ	32…電圧アンプ
33…温度センサ	34…温度アンプ
35…駆動制御回路	36…PWM制御回路
37…昇圧制御回路	38…回生制御回路
39…ゲート回路	40…直流電源
L1…リアクトル	Tr1、Tr2…トランジスタ
D1、D2…ダイオード	C1…コンデンサ

【図1】



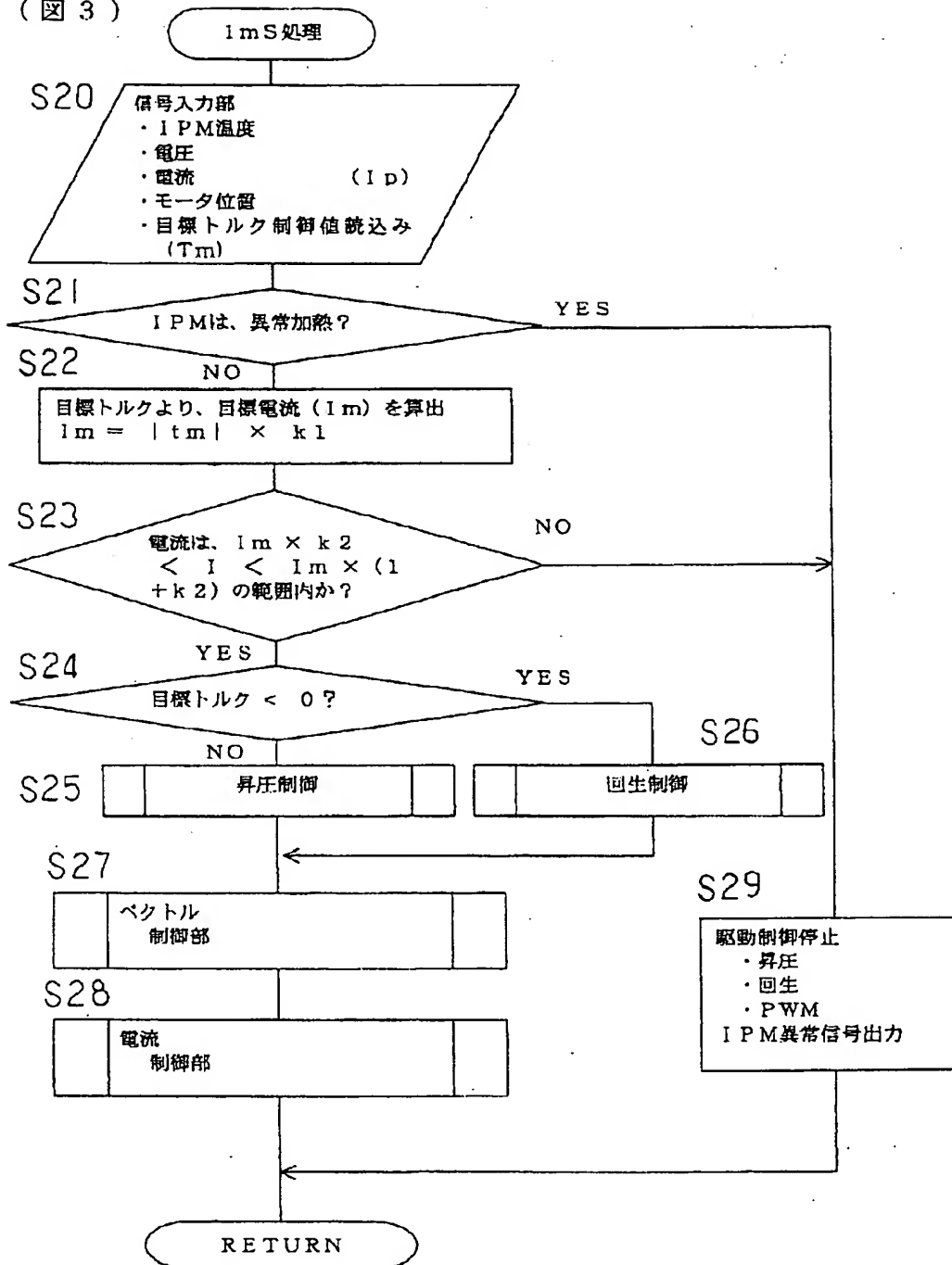
【図2】

(図 2)

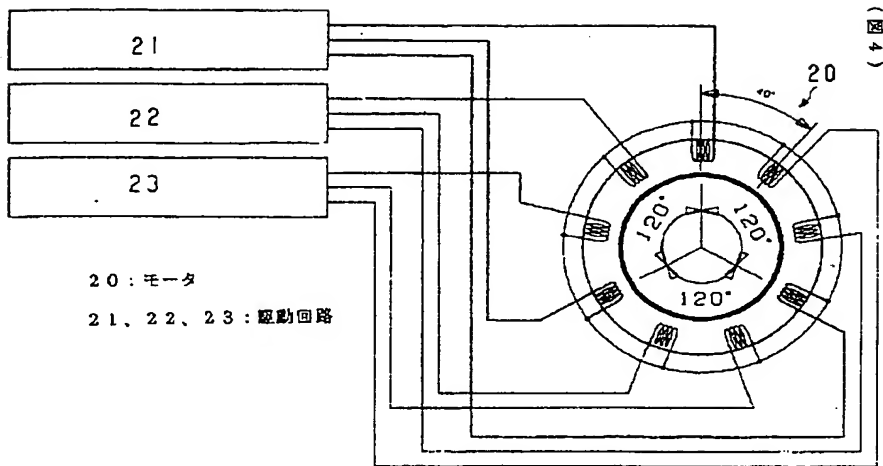


【図3】

(図3)

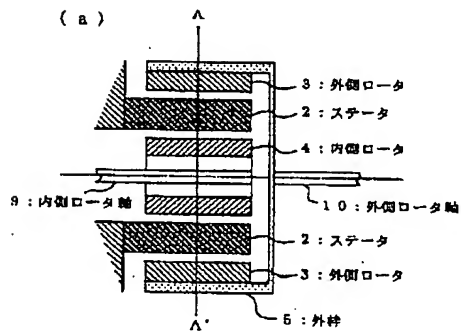


【図4】



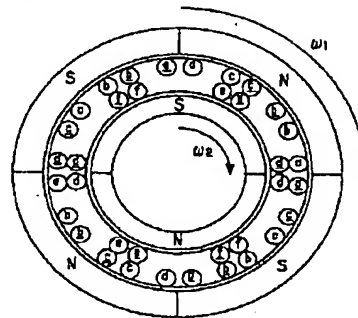
【図5】

(図5)

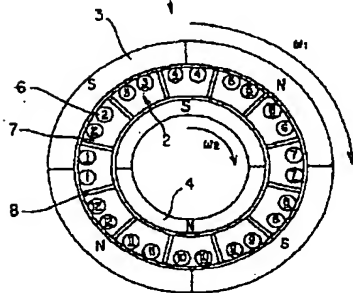


【図6】

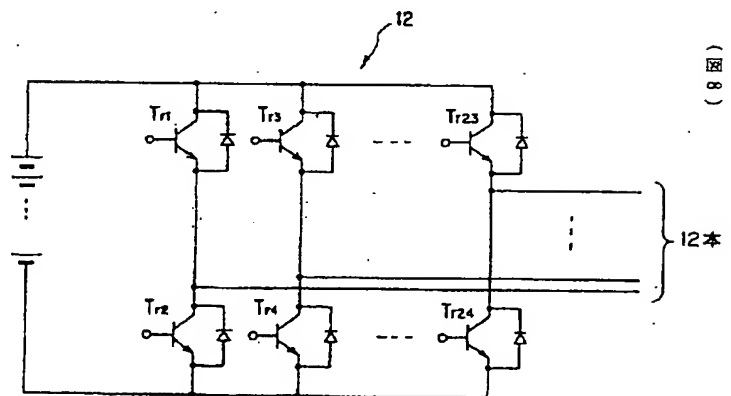
(図6)



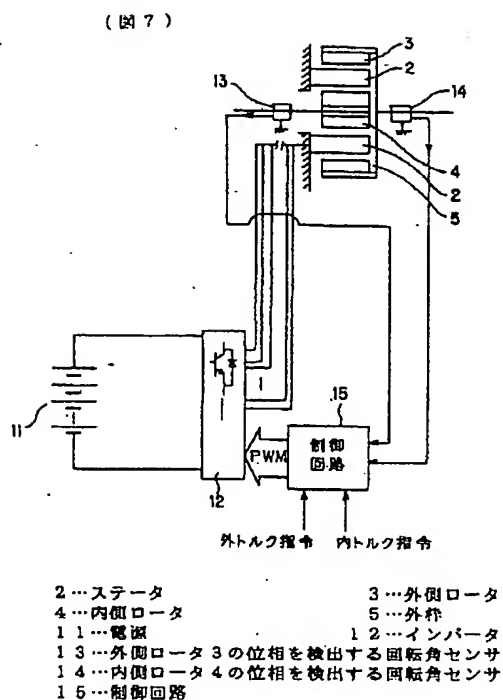
(b)



【図8】



【図7】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁷

H02P 7/63

識別記号

302

FI

H02P 7/63

ターム(参考)

302B

F ターム(参考) SH007 AA12 AA17 BB06 CA01 CB05
CC05 CC12 DA05 DB03 DC02
DC05 DC08 EA02 FA01 FA03
FA13 GA08
SH570 BB09 DD03 DD04 DD08 EE08
FF07 GG04 HA07 HB07 HB12
HB16 LL28 LL32 MM01
SH576 BB06 DD02 DD04 DD05 EE11
EE18 EE27 FF07 HA02 HB02
LL52 LL54 MM01
SH621 BB02 BB10